もう一度学ぶ電磁気学の世界

第16回
近傍界の電磁エネルギーを吸収する

小暮裕明

ボードの記事　ビギナーズ　関連データ

前回は空間へ旅立った電磁波を捕捉・吸収する方法について学びました．電磁波の元をたどれば，そこにはかならずアンテナがあります．代表的なダイポール・アンテナは，シンプルな構造にもかかわらず放射効率に優れています（本誌2004年11月号，pp.139-146の連載第7回，2005年1月号，pp.128-135の第8回，2005年3月号，pp.88-96の第9回を参照）．電磁波の発生源はアンテナの導体エレメントに沿って移動する電荷すなわち電流ですが，空間を移動する電磁エネルギーが現れるのは，アンテナから波長程度離れた位置（遠方界）といわれています．もちろんアンテナの近傍にも電磁エネルギーは存在していますが，ほとんどは放射に寄与せず，その場にとどまっていると考えられます．したがって，近くに別の回路があれば電磁的な結合を生じ，EMI（electro-magnetic interference）の原因になるかもしれません．そこで今回は，放射物の近傍に分布している電磁エネルギーを吸収する方法について学びます．（筆者）

1．近傍磁界を検出する微小ループ

電磁界シミュレータは，解析空間に観測点を設けることで，任意の位置における電磁界の値を出力します．プリント回路基板をモデリングすれば，その近傍にできる電界ベクトルや磁界ベクトルを表示することもできるので，EMI（電磁妨害）の原因を探る助けになります．

● 微小ループで近傍磁界を測定する

近傍磁界を実測するために，微小ループ構造の磁界プローブが使われます．このプローブは13.56MHzのRFIDタグ（本誌2005年5月号，pp.133-140の連載第11回を参照）のように，波長と比べて十分小さいループ・アンテナであるため，周囲の高周波磁界によって起電力を生じます．これはファラデーの電磁誘導の法則による現象なので，微小ループ・アンテナは磁界を検出するセンサとして働きます．

磁界プローブは市販されていますが，**図1**のように自作することもできます．これは50 ΩのBNCコネクタに銅線（ホルマル線など）をはんだ付けしただけの簡単な構造です．微小ループなので，ループ長は測りたい周波数の波長の1/10以下が望ましく，GHz帯ではループ径が数mmとなります．

2.45GHz帯や5GHz帯などの測定用には，**図2**のような構造が提案されています．これは同軸線路（セミリジッド・ケーブル）を巻き，外導体をはんだ付けして，その対向部にスリットを設けた構造で，一方の先端を50 Ω終端しています．この例ではループ径3mm，スリット幅はその径の

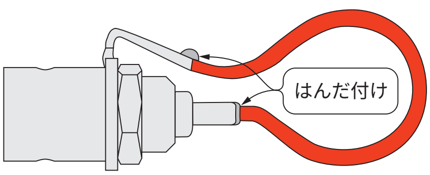


図1　自作した磁界プローブ
BNCコネクタに銅線をはんだ付けしたもの．

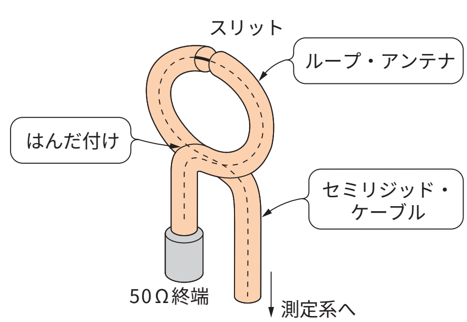


図2 スリットと50 Ω終端付きのシールド・ループ（磁界プローブ）
同軸線路を巻き，外導体をはんだ付けして，その対向部にスリットを設けた構造で，一方の先端を50 Ω終端している．

1/10以下で，6GHz帯まで測定しています[1]．

● 磁界プローブのしくみ

図2のループは，**図1**の構造よりもやや複雑です．**図3**は**図2**を模式的に表しており，各部位の数字は**図4**の等価回路のノード（節点）番号に対応しています．

周囲に発生している電界は，プローブの外導体によって静電シールドされます（本誌2005年11月号，pp.79-86の連載第14回を参照）．一方，磁界ベクトルは金属に平行に分布し，先端部のギャップから内部へ入り込みます．このため磁界プローブのループを貫通する磁束の変化に応じて，ファラデーの電磁誘導の法則に従う電圧が観測されるというしくみです．

図4の等価回路では，プローブ・ループの自己インダクタンスをL_sで表しています．V_{ind}は，周囲の磁界によってプローブ内で誘導された電圧を示します．プローブ・ループが特性インピーダンス50 Ωのセミリジッド・ケーブルで作られていれば，V_{ind}による電磁エネルギーは50 Ω線路を伝搬します．**図4**の左は整合がとれた50 Ωの抵抗で終端されているため，反射はありません．一方，右側の50 Ω線路を伝搬する電磁エネルギーは，ネットワーク・アナライザ注1などの測定器の50 Ω系のインピーダンスで整合されています．

● 方向探知のしくみ

微小ループは遠方から到達する電磁界を検出するためにも使われます．方向探知（方探）は到来電波の方向を知る技術ですが，その歴史は古く，1900年代の初めまでさかのぼります．現在でも船舶用の無線方位測定器用ループ・アンテナとして使われています．

図5に示すように，遠方からの平面波（連載第7回を参照）がループ・アンテナの面に沿って到達しているときには，電波による磁束Φはループに直交します．この磁界は，電波の周波数と同じ速さで方向と大きさが変化しています．また，ループに発生する起電力は，ループに交わる磁束の単位時間中の変化（時間についての微分）に比例しますから，電波の電界（磁界）とループ・アンテナの起電力は，**図6**のように90°の位相差を生じます．

いま，**図5**の状態からループ・アンテナを電波の到来方向に対して角度θを持つように回転すると，ループに交わる磁束が減少し，磁束は$\Phi\cos\theta$になります．θが90°のときには起電力がゼロになります．このようすを表したのが

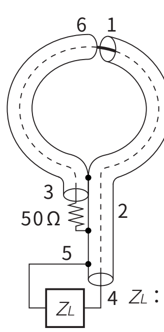
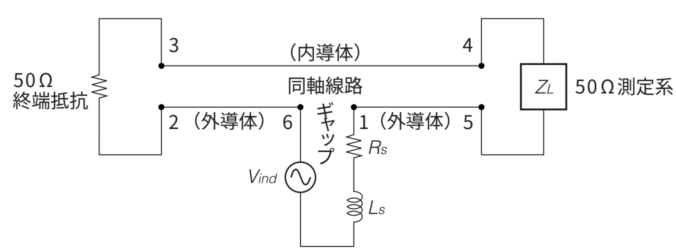


図3 スリットと50 Ω終端付きのシールド・ループの模式図
図2の模式図である．



V_{ind}：プローブ内で誘導された電圧
R_s：プローブの抵抗
L_s：プローブ・ループの自己インダクタンス

図4 50 Ω終端されたシールド・ループの等価回路
http://homepage3.nifty.com/tsato/emcj/0307-148-j.htmlの解説を参考に作成した．

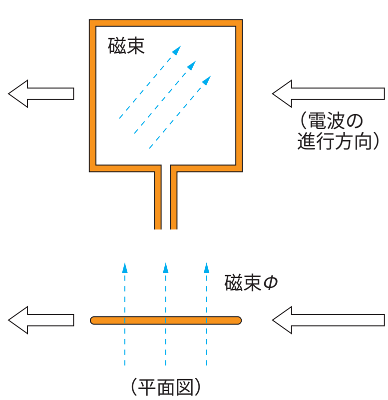


図5 ループ・アンテナと電波による磁束
遠方からの平面波がループ・アンテナの面に沿って到達しているときには，電波による磁束Φはループに直交する．

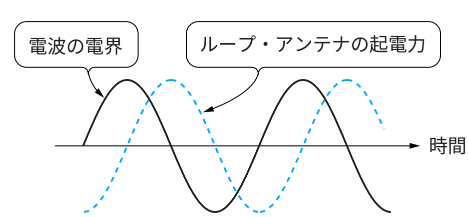


図6 ループ・アンテナの起電力の位相
電波の電界（磁界）とループ・アンテナの起電力は，90°の位相差を生じる．

注1：ネットワーク・アナライザとは，高周波回路や基板に形成した平面アンテナのインピーダンスなど，高周波特性を計測する装置．

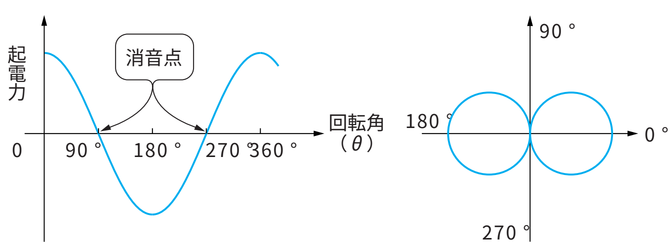
図7(a)で，これを極座標で表したのが**図7(b)**の8の字特性です．

ループ・アンテナの消音点(起電力ゼロの方向)は二つあるので，どちらから電波が到来しているのか特定できません．そこで**図8**のように，垂直アンテナの出力とループ・アンテナの出力を合成して消音点を一つにしたのが方向探知の原理です．この垂直アンテナはセンス・アンテナとも呼ばれています．

振幅調整は，合成するループ・アンテナ出力信号の最大値に合わせます．垂直アンテナの起電力の位相は電波の位相と同じですが，ループの出力との位相差は90 °になるため，90 °の位相変換器を通して同位相にしています．この後で両信号を合成すると，**図9(a)**に示すような出力が得られます．

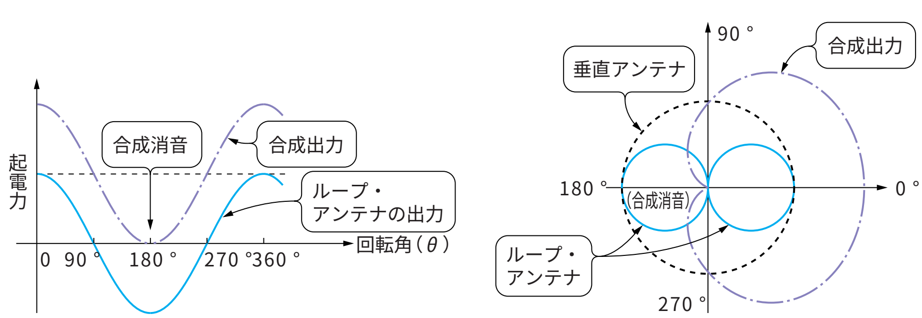
図9(b)は極座標で示した特性です．合成出力はカーディオイド・パターン(心臓形)になります．これは一方向にのみヌル(null)点があるので，アンテナの回転角度を知れば，到来電波の方向がわかります[(2)]．

図10は実際に使われているループ・アンテナの断面構造です[(3)]．ループ部は**図3**と同様にシールドされています．これはループ線路と近傍の金属物体との静電的結合を遮へいして，静電界による影響を避ける効果があります．方向探知は遠方から到達する電磁波のみを受信する必要があるため，その磁界によって誘起される電圧のみを出力する機構を備えなければならないのです．



(a) 起電力の変化　(b) 極座標表示

図7　ループ・アンテナを回転したときの起電力の変化
ループ・アンテナを電波の到来方向に対して角度θを持つように回転すると，磁束はΦ cos θになる．



(a) 合成特性　(b) 極座標表示

図9　垂直アンテナの出力とループ・アンテナの合成特性
アンテナの回転角度を知れば，到来電波の方向がわかる．

2. 近傍磁界の測定

微小ループから放射される電磁界は，それに等価な微小磁気ダイポールを用いて解析できます．

● 微小磁気ダイポールによる近傍電磁界

図11に示す微小ループが作る電界と磁界の各方向成分は，次の式で表されます(導出の手順は電磁気学の教科書に譲る)[(3)]．

$$E_{\phi} = -\frac{j\omega\mu IS\exp(-jkR)}{4\pi}\left(\frac{1}{R^2}+\frac{jk}{R}\right)\sin\theta \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(1)$$

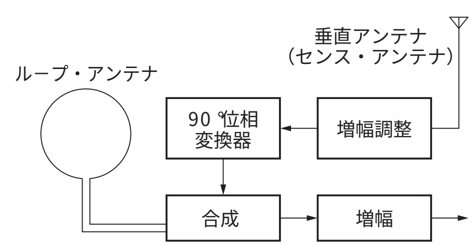


図8　垂直アンテナの出力とループ・アンテナの出力を合成する
垂直アンテナの出力とループ・アンテナの出力を合成して消音点を一つにすると方向探知が可能になる．

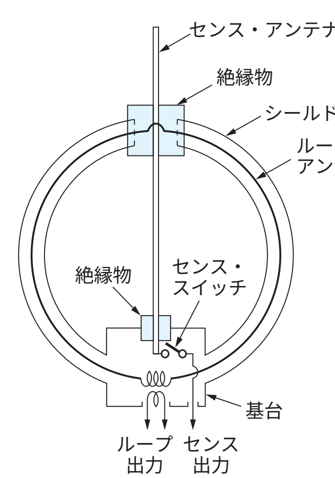
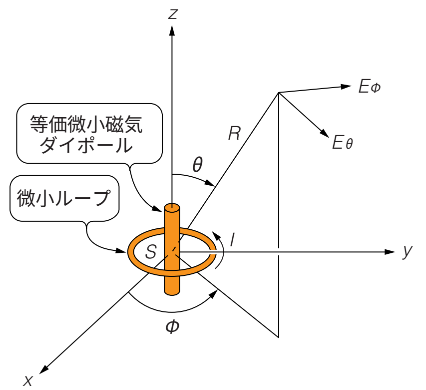


図10　実際に使われているループ・アンテナの断面構造
ループ部はシールドされている．これはループ線路と近傍の金属物体との静電的結合を遮へいして，静電界による影響を避ける効果がある．



◀ **図11 微小ループが作る電界と磁界**

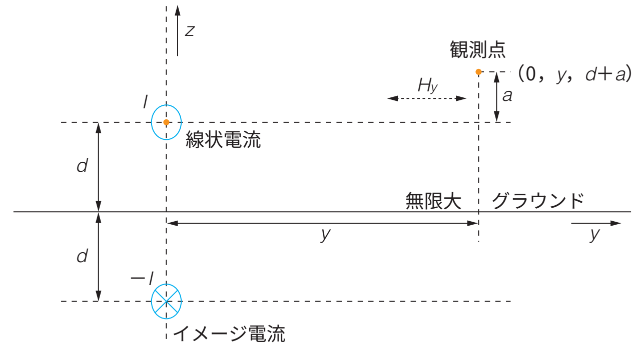


図12 無限大のグラウンド上z＝dの高さのx方向に線路があるモデル
グラウンド表面には，線状電流によって反対向きの電流が流れる．

$$H_R = \frac{IS\exp(-jkR)}{2\pi}\left(\frac{1}{R^3}+\frac{jk}{R^2}\right)\cos\theta \quad \cdots\cdots(2)$$

$$H_\theta = \frac{IS\exp(-jkR)}{4\pi}\left(\frac{1}{R^3}+\frac{jk}{R^2}-\frac{k^2}{R}\right)\sin\theta \quad \cdots\cdots(3)$$

$$E_R = E_\theta = H_\phi = 0 \quad \cdots\cdots(4)$$

ここでRは微小ループからの距離，Iはループ電流，Sはループで囲まれた面積，位相定数$k = 2\pi/\lambda$です．式(1)のマイナス符号は，アンペアの右ネジの法則で定めた磁界の向きをもとにした，ファラデーの法則による逆起電力に対応します(本誌2004年5月号，pp.131-138の連載第3回を参照)．

これらの式から，微小ループによる放射界は，$1/R^3$，$1/R^2$，$1/R$の項から構成されることがわかります．

式(2)と式(3)で$1/R^3$に比例する項は準静磁界(quasi static field)，$1/R^2$に比例する項は誘導電磁界(induction field)といわれます．また$1/R$に比例する項は放射界(radiation field)といいます．

準静磁界は位相定数kをゼロ(波長λが無限大)にしたときに残る項ですから，直流(0Hz)で作られる磁界を表しています．微小ループを使って基板上の磁界を検出する場合には，回路の周りで発生している準静磁界と誘導電磁界を観測していると考えられます．

一方，放射界は微小ループから1波長程度以上離れた領域の電磁界で，遠方界(連載第7回を参照)ではおもにこの項が重要となります．微小ループ・アンテナの実効面積[注2]は，半波長ダイポール・アンテナの約92%ですから，ループ長を1/10波長以下に小型化しても，理論的には遠方と通信するアンテナとしての性能はほとんど劣化しないといえます(4), (5)．

注2：受信アンテナから取り出しうる最大電力が断面積Ae内に到来する電波の電力に等しいとき，Aeをこのアンテナの(最大)実効面積という．

● グラウンド基板上の磁界

無限長の線状電流I(A)による磁界H(A/m)は次の式で表されます(連載第13回の式(3)による)．

$$H = \frac{I}{2\pi r}\,[\mathrm{A/m}] \quad \cdots\cdots(5)$$

ここで，r：導線からの距離[m]，磁界は半径r[m]の円周上で，向きは円の接線方向

図12のような無限大のグラウンド上$z = d$の高さのx方向に線路があるモデルで，その線路に電流Iが流れているとします．この電流Iが観測点の座標$(0,\ y,\ d+a)$に作るy方向の磁界は，式(5)を用いてy方向成分を求めると，次の式で表されます．

$$H_y{}^r = \frac{a}{2\pi(y^2+a^2)}I \quad \cdots\cdots(6)$$

線路からの距離$r = \sqrt{(y^2+a^2)}$，観測点における磁界の接線成分とy軸とが成す角をθとすると，$\cos\theta = a/\sqrt{(y^2+a^2)}$となります．これらを式(5)に適用すると式(6)が得られます．

グラウンド表面には，**図12**のような線状電流によって反対向きの電流が流れます．これを鏡像(イメージ)電流と呼びます．これが作る同じ座標での磁界は次式で表されます．

$$H_y{}^i = \frac{2d+a}{2\pi\{y^2+(a+2d)^2\}}(-I) \quad \cdots\cdots(7)$$

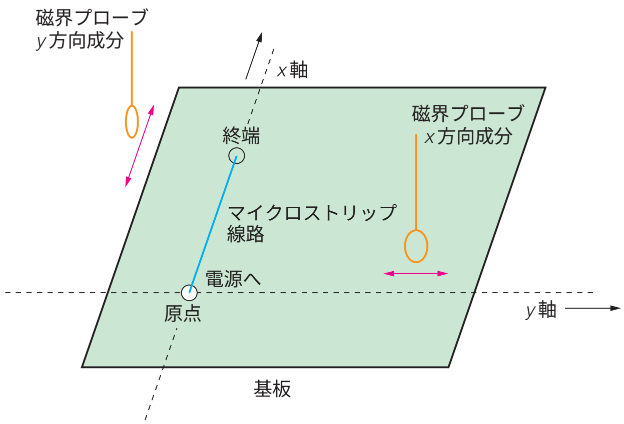


図13　マイクロストリップ線路を配線した基板
磁界プローブを移動して，基板上の磁界強度を観測する．

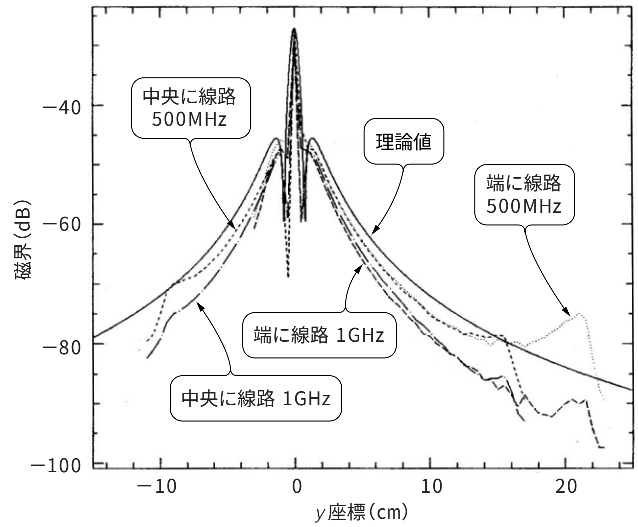


図14　基板で測定した磁界の分布
yの値に対する磁界のy成分H_yを示している．

したがって，この位置における合成磁界は次の式で表されます．

$$H_y=\left(\frac{a}{2\pi(y^2+a^2)}-\frac{2d+a}{2\pi\{y^2+(a+2d)^2\}}\right)I \quad \cdots\cdots\cdots(8)$$

図13はマイクロストリップ線路を配線した基板です．**図2**のタイプの磁界プローブを移動して，基板上の磁界強度を観測しています．

図14は**図13**の基板で測定した磁界の分布です．これは$x=5$cmに固定したとき，yの値に対する磁界のy成分H_yを示しています．実線は理論式(8)による値ですが，500 MHzと1GHzの実測値に似た傾向が認められます．

また理論値は無限に長い線路を仮定しているので，磁界のレベルは実測値よりも大きくなっています．一方，線路が基板の縁にある場合は，縁部付近で測定した磁界レベルが理論値を超えることがあります．このとき線路がある端とは反対側，つまり線路から十分離れている縁端部の磁界レベルも大きいことがわかります．これは理論式(8)には含まれない，基板グラウンドの縁に沿って磁束密度が高くなる現象が発生しているからだと思われます(6)．

3. 近傍磁界のエネルギーを吸収する

静磁界や周波数が低い場合，磁気をシールドするには磁性体や超電導体の覆いが必要になることを学びました(連載第14回)．**図15**は磁性体シールドのようすを示しています．このように高透磁率の磁性材は周囲の磁界を取り込む

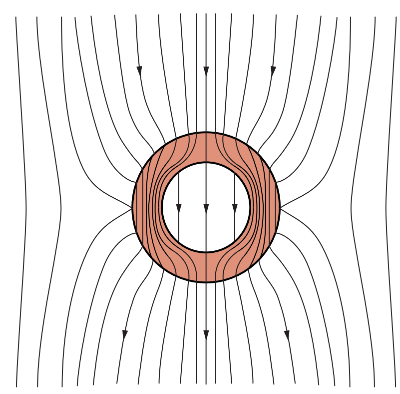


図15
磁性体シールドのようす
高透磁率の磁性材は周囲の磁界を取り込むため，高いシールド効果が得られる．

ため，高いシールド効果が得られます．

● 磁気シールドとノイズ抑制シート

ノイズ抑制シート，あるいはノイズ吸収シートと呼ばれている製品があります．厚さは数十μmから数mmで，軟磁性[注3]金属粉を含んだ材料が使われます．製造方法は，まず溶剤を用いて軟磁性金属粉を結合材(ポリマー)中に分散させ，ペースト状にします．次にこのペーストを任意の厚みに塗工することによりシートができ上がります(7)．

図16は代表的なノイズ抑制シートの比透磁率のグラフです(7)．比透磁率の実部は広帯域で高い値を示しており，これによる磁気シールド効果が得られます．しかし，ここでは比透磁率の虚部にも注目します．虚部と実部の比は損失

注3：軟磁性とは，磁化率が大きく，ヒステリシス損(磁化の状態を変えるため消費されるエネルギー)が小さい性質．

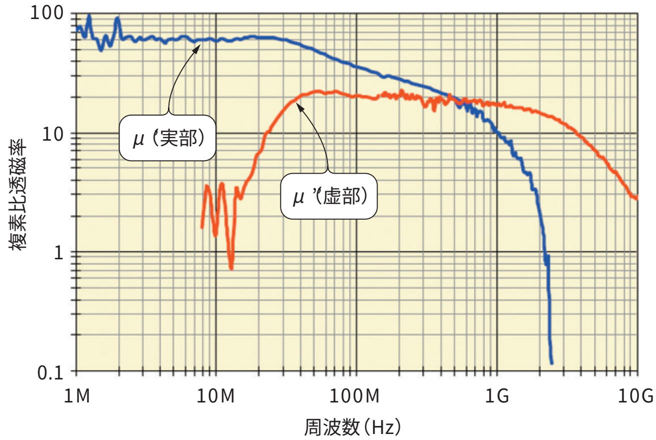


図16　代表的なノイズ抑制シートの比透磁率のグラフ(7)
比透磁率の実部は広帯域で高い値を示しており，これによる磁気シールド効果が得られる．

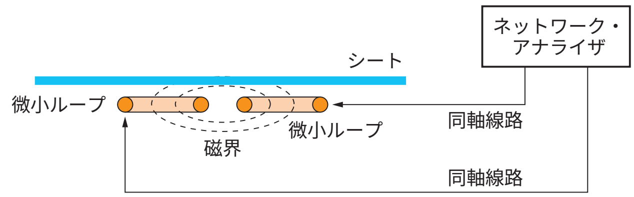


図17　二つのプローブをシートに水平に配置する方法
二つのプローブの中心距離は6mmで，シート(50mm×50mm)とプローブは3mm離れている．

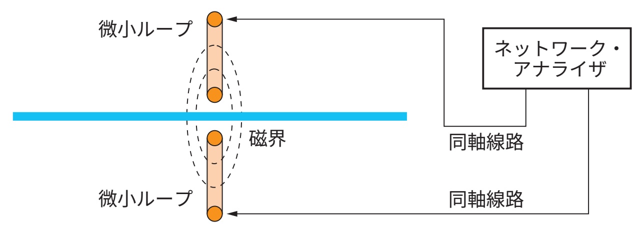


図18　シートをはさんで二つのプローブを配置
プローブの中心距離は6mmである．

正接tan δを表すので，虚部も広帯域で高い値を保てば，より高い磁気エネルギーを吸収できることになるからです．

電磁波は損失媒質の中で減衰しますが，このとき磁性体の損失は透磁率の虚部μ"に起因して，単位面積当たりの電磁波吸収エネルギーP(W/m^2)は次の式で表されます(本誌2005年12月号，pp.123-130の連載第15回を参照)．

$$P=\frac{1}{2}\omega\mu''|\boldsymbol{H}|^2 \quad \cdots\cdots(9)$$

式(9)からも，**図16**の特性を持ったノイズ抑制シートの効果範囲が予想されるでしょう．600MHz付近で実部と虚部の値が逆転しており，より高い周波数では急に小さくなっています．これは磁性体の磁気飽和注4による一般的な特性ですから，実部を高い周波数まで一定に保つことは困難であることがわかります．

透磁率の実部が小さいと，式(9)における磁界Hを取り込む能力が低くなると考えれば，実部が高い周波数まで大きい値を維持できる材料の開発が望まれます．

● ノイズ抑制シートの評価測定

二つの微小ループ・アンテナ(磁界プローブ)を使って，前項のノイズ抑制シートの効果を測定する方法があります．**図17**はシートに水平に配置する方法です．**図18**はシートをはさんで二つのプローブを配置しています．

図17の例は，内部減結合率(intra-decoupling ratio)R_{da}を測定する方法として提案されています．二つのプローブの中心距離は6mmで，シート(50mm×50mm)とプローブは3mm離れています．また**図18**は，相互減結合率(inter-decoupling ratio)R_{de}を測定する方法で，プローブの中心距離はこちらも6mmです(1)．

ネットワーク・アナライザでSパラメータを測定し，入力ポート1から出力ポート2への伝達係数であるS_{21}を得ます．シートがないときの値をS_{21R}とし，シートを設置したときの値をS_{21M}とすれば，R_{da}やR_{de}は次の式で求められます．

$$R_{da}(\text{または}R_{de})=S_{21R}-S_{21M}\ \ [\text{dB}] \quad \cdots\cdots(10)$$

これらの減結合率が高ければ，シートによって減衰した電磁エネルギーが大きいということですから，ノイズ抑制シートの効果を評価する数値といえます．

● 伝送減衰率を測定する

図19は特性インピーダンス50Ωのマイクロストリップ線路上にシートを密着させて，前項と同様にネットワーク・アナライザでSパラメータを測定する方法です．シートを置いたときのSパラメータの大きさS_{21}とS_{11}により，伝送減衰率(transmission attenuation power ratio)R_{tp}という量が定義されています(1)．

注4：磁気飽和とは，外部磁界による磁性体の磁化が最大値に達した状態．

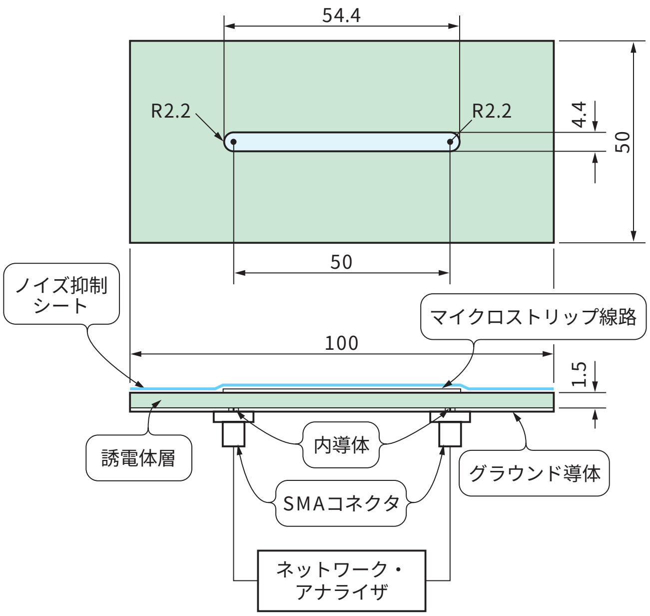


図19　マイクロストリップ線路上にシートを密着して S パラメータを測定する

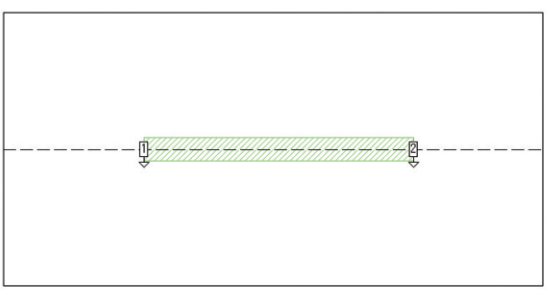
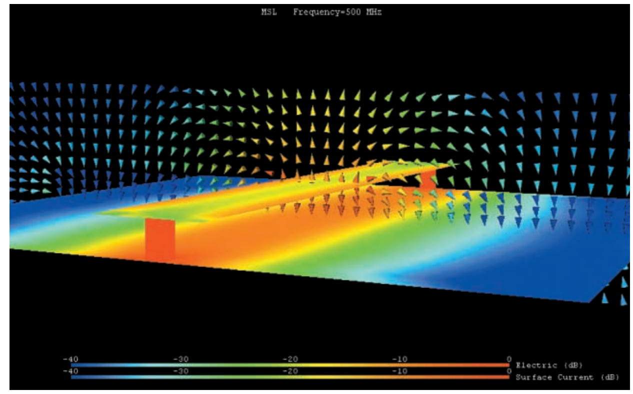


図21　マイクロストリップ線路上にシートを密着したモデル
電磁界シミュレータ Sonnet Lite によるモデル．

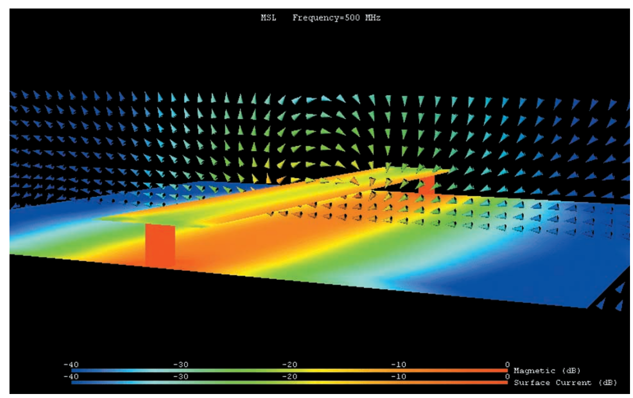
$$R_{tp} = -10\log\left\{10^{S21/10} / \left(1-10^{S11/10}\right)\right\}\ [\mathrm{dB}] \quad \cdots\cdots\cdots (11)$$

図19からも想定されるように，シートを密着させるので特性インピーダンスが50 Ωではなくなります．このため材料によっては入力ポートの反射係数 S_{11} が大きい値になることもあるでしょう．この点を考慮して正味の減衰量を計算しているのが式(11)と考えられます．

図20はマイクロストリップ線路の周りの電界と磁界ベクトルのようすです．線路の上面付近にも強い電磁界が発生しているため，周波数によっては線路本来の特性を損ねるかもしれません．シートを密着または接近させた状態が均一でないと，S パラメータはシートのずれによって変動してしまいます．したがって実際の測定規格では，10mm 厚以上のスチレンフォーム板を介して，シートに荷重を加えて固定しています[1]．



（**a**）電界ベクトル



（**b**）磁界ベクトル

図20　マイクロストリップ線路の周りの電界ベクトルと磁界ベクトル
線路の上面付近にも強い電磁界が発生している．

● Sonnet Lite によるシミュレーション

図19の構造を電磁界シミュレータ Sonnet Lite[注5]でモデリングしたものが**図21**です．**図19**の SMA コネクタの位置にポートをとるため，autoground ポートを使っています．このポートは線路を描いた後で「Tools」→「Add Port」を選択し，線路の縁をクリックします．ポート番号が付いたら番号をダブルクリックして，**図22**のダイアログで，Type を Autognd に変更します．

誘電体はテフロンですから，Sonnet のライブラリとして用意されている Teflon (PTFE) の材料定数をそのまま設定します．セルの寸法は**図23**のように設定しましたが，線路の対称性を利用して Symmetry をチェックすることで，

注5：無償版の Sonnet Lite は，本誌付属 CD-ROM に収録されている．Sonnet 技研の Web サイト (http://www.sonnetsoftware.co.jp/) からもダウンロードできる．電磁界シミュレーションの使用事例は，参考文献(8)，(9) を参照．

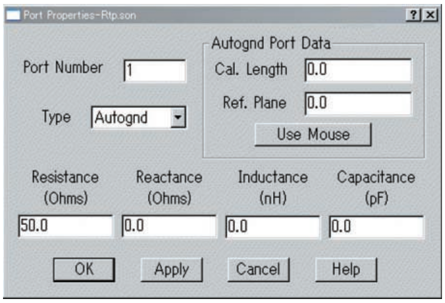


図22　ポートのダイアログ

Typeを Autogndに変更する．

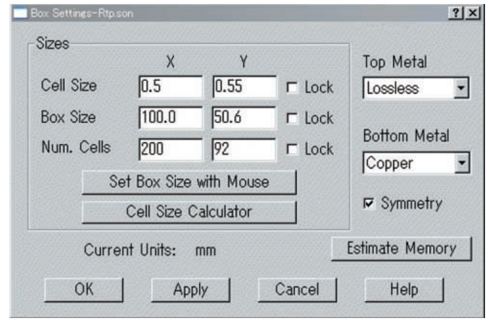


図23　Boxの設定

線路の対称性を利用してSymmetryをチェックすることで，使用メモリ量を半分に節約する．

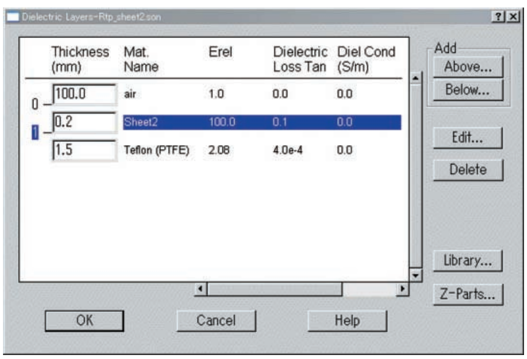


図24　ノイズ抑制シートを追加した誘電体層の設定

シートは線路に完全に密着したモデルになっている．

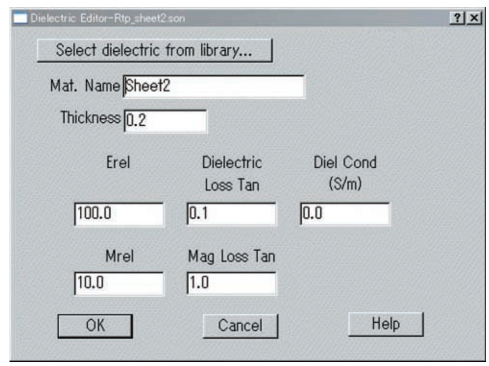


図25　材料定数の設定

筆者が任意に設定したもの．

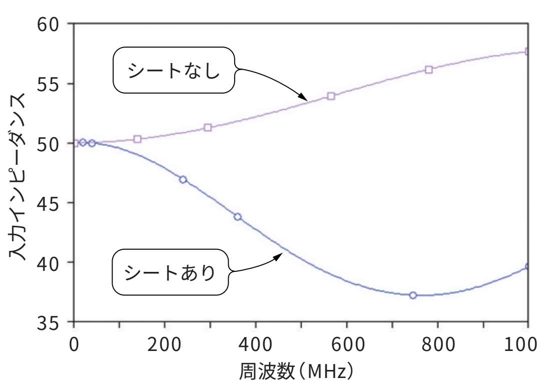


図26　ポートの入力インピーダンス

ノイズ抑制シートがないときは1GHzで58Ω，またシートがある場合は700MHz付近で37Ωになる．

使用メモリ量を半分に節約しています．

図24はノイズ抑制シートを追加した誘電体層の設定を示しています．無償版のSonnet Liteは，空気層も含んだ誘電体層が3層まで使えるため，シートは線路に完全に密着したモデルになっています．

注6：Micro-Stripes（マイクロストライプス）のWebサイトのURLは，「http://www.flomerics.com/microstripes/」．

材料定数は**図25**のように入力しましたが，筆者が任意に設定した値で，実測に基づくものではありません．一般に誘電率や透磁率は周波数依存性があり，これはある周波数における値です．Micro-Stripes 注6のように，周波数依存性がある誘電率や透磁率を設定できる電磁界シミュレータもありますが，多くのシミュレータは固定値で計算されます．したがってSonnetのような周波数領域の手法(8), (9)を使って広帯域の特性を得るには，いくつかの代表的な周波数における値を，それが有効な周波数範囲に限ってシミュレーションすると，より精度の高い結果が得られるでしょう．

図26は1MHzから1GHzの範囲でシミュレーションした結果です．グラフ表示のTypeをZin（ポートの入力インピーダンス）に設定しています．1MHzでは50Ωになりましたが，ノイズ抑制シートがないときは1GHzで58Ω，またシートがある場合は700MHz付近で37Ωまで下がっています．

図27はSパラメータの表示です．シートがある場合は，周波数が高くなるにつれてS_{21}が低下し，透過量が減少す

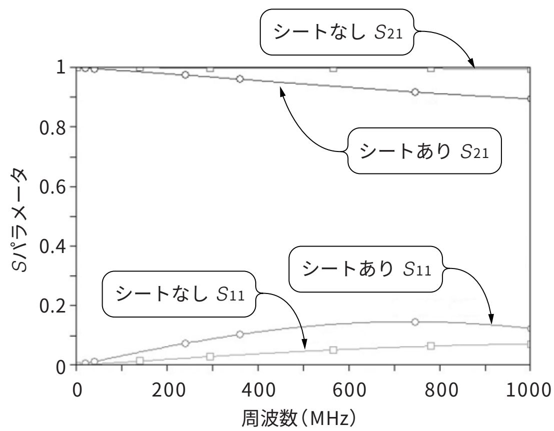


図27　Sパラメータ
シートがある場合は，周波数が高くなるにつれて S_{21} が低下し，透過量が減少する．

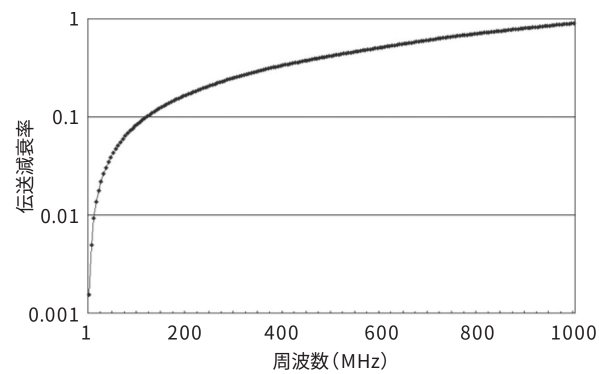


図28　ノイズ抑制シートの伝送減衰率
表計算ソフトウェアのExcelで求めた．

る傾向がわかります．また S_{11} のグラフからは，シートの影響によって線路の特性が変化し，励振しているポートへの反射量が増加することもわかります．

表示されたグラフ上でマウスの右ボタンをクリックして，「Output」→「S, Y, Z-Paramer Files...」で表示されるダイアログで，Formatを Spreadsheet...に変更します．次に［Save］ボタンでデータを保存すると，表計算ソフトで読み込めるcsvフォーマットで保存できます．この後Excelなどで式（11）を入力して，伝送減衰率 R_{tp} のグラフを作成するとよいでしょう．**図28**は，この手順で求めたノイズ抑制シートの伝送減衰率の例です．

対象のシステムが無損失・無放射であれば，エネルギー保存則から，反射エネルギーと透過エネルギーの合計は入射エネルギーに等しくなります．S_{21} と S_{11} は電圧比で求めるので，これらの大きさを2乗した値は，$|S_{11}|^2+|S_{21}|^2=1$ の関係が成り立ちます．

ノイズ抑制シートでエネルギーが失われる場合，入射エネルギー（1または100%）から反射と透過のエネルギーを引いたものが，シートで熱に変わったエネルギーの割合を表すので，$1-|S_{11}|^2-|S_{21}|^2$ はノイズ抑制シートの吸収特性値として使われます(7)．

なお**図19**は吸収材を測定するシステムですから，回路基板にノイズ対策を施す場合には，シートを貼る領域を限定するなどして，その影響ぐあいを調節することも重要です．

まとめ

放射物の近傍に分布している電磁エネルギーを吸収する方法として，磁性体のシートが有効であることを学びました．磁界の検出には微小ループのプローブが用いられ，ノイズ抑制シートの効果量が評価できます．また基板から放射されるノイズに対しては，線路上やその近傍にノイズ抑制シートを貼る方法があります．しかし，周波数が高くなると線路の特性インピーダンスに与える影響も大きくなるので，事前にシミュレーションで検証することも重要になってくるでしょう．

不要輻射については3mや10m先の遠方電界を測定する方法がありますが，今回は近傍界について学びました．

参考・引用*文献

(1) 武田 茂；ノイズ抑制シートの規格の解説と動向，pp.21-29，EMC，2004年12月号．
(2) 小暮裕明；位相給電のすすめ，pp.224-237，CQ ham radio，2001年1月号．
(3) 電子通信学会編；アンテナ工学ハンドブック，オーム社，1980年（第1版）．
(4) John D. Kraus；ANTENNAS，Second Edition，McGraw-Hill，1988．
(5) 小暮裕明編著；パソコンによるアンテナ設計，CQ出版，1998年（第2版）．
(6) 戸花照雄，上 芳夫；有限プリント基板の近傍磁界測定，プリント回路学会（現エレクトロニクス実装学会）電磁特性研究会公開研究会論文集，Vol.4，No.3，pp.9-14，1995年2月．
(7) 吉田隆彦；電波吸収体製品，pp.46-55，電子材料，2005年10月号．
(8) 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶ高周波の世界，CQ出版，2003年（第6版）．
(9) 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶワイヤレスの世界，CQ出版，2003年（第2版）．

こぐれ・ひろあき
小暮技術士事務所・技術士（情報工学部門）
http://www.kcejp.com/